

(12)特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2004 年 4 月 15 日 (15.04.2004)

PCT

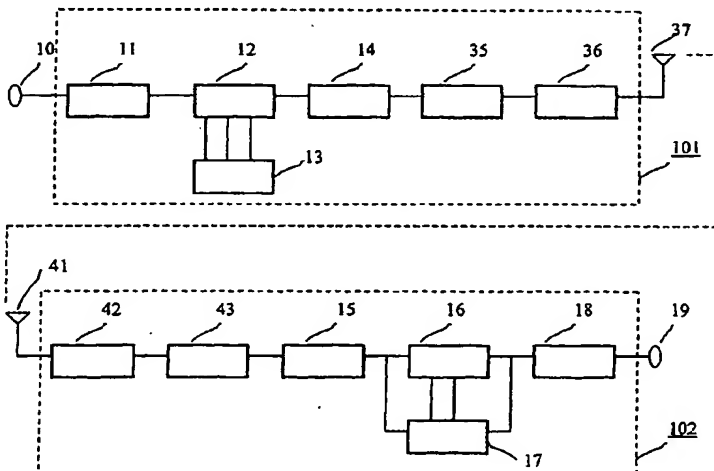
(10) 国際公開番号
WO 2004/032335 A1

- (51) 国際特許分類: H03M 13/25, H04L 27/18 (71) 出願人 および
(21) 国際出願番号: PCT/JP2003/012675 (72) 発明者: 中村 誠 (NAKAMURA, Makoto) [JP/JP]; 〒194-0042 東京都 町田市 東玉川学園 1-11-20 Tokyo (JP).
(22) 国際出願日: 2003 年 10 月 2 日 (02.10.2003) (74) 代理人: 塩野入 章夫 (SHIONOIRI, Akio); 〒251-0024 神奈川県 藤沢市 鶴沼橋 1 丁目 1 番 4 号 セントラルビル 6 階 Kanagawa (JP).
(25) 国際出願の言語: 日本語 (81) 指定国 (国内): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SI, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.
(26) 国際公開の言語: 日本語 (84) 指定国 (広域): ARIPO 特許 (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア特許 (AM, JP)
(30) 優先権データ: 特願2002-294121 2002 年 10 月 7 日 (07.10.2002) JP
(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): よこはまティーエルオー株式会社 (YOKOHAMA TLO COMPANY, LTD.) [JP/JP]; 〒240-8501 神奈川県 横浜市 保土ヶ谷区 常盤台 79 番 5 号 Kanagawa (JP).

[続葉有]

(54) Title: DIGITAL COMMUNICATION METHOD AND DIGITAL COMMUNICATION DEVICE

(54) 発明の名称: デジタル通信方法、及びデジタル通信装置



(57) Abstract: A digital communication device includes: a modulator having encoding means for converting two-dimensional digital information signal into a three-dimensional signal and phase modulation means for modifying the carrier phase in according to the three-dimensional signal; and a demodulator having phase demodulation means for detecting information on the three-dimensional signal from the received phase-modulated wave and demodulation means for deciding the two-dimensional digital information from the information on the three-dimensional signal. The digital communication device has a bit error ratio and an occupied radio band width equivalent to a digital communication device using the conventional QPSK or $\pi/4$ shift QPSK and the error correction method and greatly improves the amplitude fluctuation. Moreover, the digital communication device can transmit a signal with a narrower occupied frequency band width while maintaining the same constant envelope characteristic as the GMSK using the conventional error correction code.

[続葉有]

WO 2004/032335 A1



AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ特許
(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB,
GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR),
OAPI 特許 (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW,
ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告書

— 補正書・説明書

2文字コード及び他の略語については、定期発行される
各*PC*Tガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語
のガイダンスノート」を参照。

(57) 要約: デジタル通信装置に係る変調器は、2元デジタル情報信号を3元信号に変換する符号化手段と、3元信号に対応して搬送波の位相を変える位相変調手段とを具備し、復調器は、受信した位相変調波から3元信号に関する情報を検出する位相復調手段と、3元信号に関する情報から2元デジタル情報を決定する復号手段とを具備する。従来のQPSKあるいは $\pi/4$ シフトQPSKと誤り訂正方式を併用したデジタル通信装置と同等のビット誤り率および占有無線帯域幅を有し、かつ、その振幅変動を大幅に改善する。また、従来の誤り訂正符号を用いたGMSKと同じ定包絡特性を持ちながら、より狭い占有周波数帯域幅で信号を送信する。

デジタル通信方法、及びデジタル通信装置

技術分野

- 5 本発明は、デジタル無線システムなどに用いられるデジタル通信方法及び装置に関する。

背景技術

- 10 デジタル変調方式は、デジタル化された情報を基底帯域以外の周波数に変換して送信するもので、デジタル無線システムに不可欠の技術である。移動通信に用いられるデジタル変調方式には、搬送波の位相にデジタル情報を対応させる P S K (Phase Shift Keying) 方式、周波数にデジタル情報を対応させる F S K (Frequency Shift Keying) 方式、F S K 方式の一種であるが搬送波の振幅変動が無い G M S K (Gaussian Minimum Shift Keying) がある。

- 15 デジタル変調方式に望まれる性能としては、 E_b/N_o に対するビット誤り率特性が優れていること、無線周波数の占有帯域が狭いこと、および、変調波の振幅変動が少ないこと、の三要素がある。

- 20 ここで、 E_b は情報 1 ビットあたりの信号電力、 N_o は通信路の片側雑音電力密度である。まず一番目の E_b/N_o に対するビット誤り率が優れている程、同じ送信電力で高信頼度の通信を行なうことができる。次に二番目の無線周波数の占有帯域が狭い程、同じ周波数帯域で多数の加入者を収容できる。以上の二つは全ての無線通信システムにおいて、一般的に言えることである。

- 25 さらに、移動通信システムでは、三番目の変調波の振幅変動が少ないことは、特に重要である。デジタル移動通信、とりわけ移動端末で用いられるパワーアンプは入出力特性が非線形特性を持っている。ディジ

タル変調された無線波に振幅変動があると、非線形特性を持つパワーアンプの出力信号は歪み、入力信号が持っていた周波数帯域以外にも周波数スペクトルが生じる。すなわち、スプリアス特性が大幅に劣化する。システム所要のスプリアス特性を確保するには、チャンネルの周波数間隔を
5 広げざるを得ず、加入者容量の低下をもたらす。また、パワーアンプは入出力特性が非線形であると出力波形が歪む為、受信側で符号間干渉が生じて誤り率が劣化する。一方、パワーアンプの入出力特性が線形に近い部分のみを用いると、パワーアンプの消費電力が大幅に増加し、移動端末を1回の充電で利用できる時間、例えば、連続待受け時間が大幅
10 に短くなるという問題がある。

そこで、移動通信システムでは、当初、パワーアンプの非線形特性の影響を避けるため、デジタル変調された無線波が定包絡となるFSKやGMSKが主に用いられていた。しかしながら、FSKやGMSKは
15 Eb/N₀に対するビット誤り率特性がBPSKやQPSKより悪く、さらに占有無線周波数帯域が広いため周波数利用効率が悪いという問題点があった。そこで、BPSKやQPSKの利用が検討されることとなってきたが、依然として、無線波の振幅変動が大きな問題として残っている。

また、QPSK以外の多値PSKは、用いる位相の数を増加するにつ
20 れてビット誤り率特性が急激に劣化するという問題があり、さらに、用いる位相の数を2のべき乗にしない場合には、2元デジタル情報から変調位相へのマッピング時に無駄が生じるため、信号電力の利用効率が益々低下するという問題があった。このため、QPSK以外の多値PSKは、ほとんど実用に供されていない。

25 ところで、最近の無線通信システムでは誤り訂正符号の利用が不可欠である。例えば、日・米のデジタル携帯電話システムでは、たたみ込

み符号が使われている。たたみ込み符号は、ビタビ復号を行なうことにより優れた誤り訂正効果を得られる。たたみ込み符号やビタビ復号法については、例えば、文献 1.” Error Control and Coding” (S. Lin et al. McGrawHill)、文献 2.” 符号理論” 今井秀樹著、電子情報通信学会編、
5 コロナ社がある。

たたみ込み符号は、一般に、符号化率と拘束長を変えると誤り訂正能力が変る。符号化率は $1/2$ の符号を用いることが多い。送りたい情報が n kbit のとき、符号化率 $1/2$ のたたみ込み符号で符号化すると、符号語は $2n$ kbit となる。符号化率が下がる程、同じ情報を送るために必要となる無線周波数帯域が広がる。一方、たたみ込み符号の拘束長は長くするほど誤り訂正能力が向上する。しかしながら、ビタビ復号器の回路規模は、拘束長の増加と共に指数関数的に増大する。つまり、拘束長を 1 増加させる毎に回路規模は 2 倍になる。そこで、現実的な回路規模を考慮して、携帯電話システムでは、拘束長 7 の符号が用いられている。
10
15

このように、現代の通信システムでは、誤り訂正方式の利用が不可欠であるので、ディジタル変調方式と誤り訂正方式を組み合わせた変復調システムに対して、その所要帯域幅と E_b/N_0 に対する誤り率を評価するのが実用的である。この際、誤り訂正方式は、復号回路規模の増加を許容すれば、誤り率特性を改善できるので、同等の復号回路規模で変復調システムを評価する必要がある。
20

ところで、移動通信に広く使用されているたたみ込み符号の元は、一般に 2、つまり 2 元信号である。これは、ディジタル情報が一般に、0 または 1 の 2 値だからである。しかし、たたみ込み符号の元は特に 2 に
25 限定されるものではなく、体 (field) の条件を満たす演算が定義できる値であればよい。2 元信号からなるたたみ込み符号は、2 を法とするガロ

- ア体の上で構成された符号という意味で、 $GF(2)$ 上の符号と記述される。同様に、 p 元信号からなるたたみ込み符号は、 $GF(p)$ 上の符号と記述される。しかしながら、たたみ込み符号化器の入力信号と出力信号の元は、一般に一致しており、入力と出力の体が異なるたたみ込み符号は、これまでほとんど検討されていなかった。近年、特異なたたみ込み符号として、2値信号を入力とし、3値信号を出力とするたたみ込み符号を用いた磁気記録システムが提案されている（例えば、文献3、特開平8-180607号公報、文献4、特開平8-79320号公報参照。）。
- 10 これは、記録密度を犠牲にすることなく、誤り訂正能力を付加させるために考案されたもので、たたみ込み符号化器から出力される3値を、3値の磁化状態に対応させて記録することを特徴としている。この状態で記録すると、飽和磁化レベルが同じであれば、2値の磁化状態を用いて記録させたものと比べて、出力SNは6dB劣化する。このため、実
- 15 用的な復号回路規模で得られるたたみ込み符号の符号化利得の効果を相殺してしまうという問題がある。このため、上記文献3には記載されていない最適な符号構成を用いたとしても、通常のたたみ込み符号とQPSKを用いた従来の方法に比べ、所要帯域幅が同じであるにもかかわらず、 E_b/N_0 に対する誤り率特性は4dB以上も悪い性能しか得られ
- 20 ない。このように、これまで2元入力3元出力のたたみ込み符号の特徴を十分に生かせる応用分野は、ほとんど見つかっていなかった。
- 25 さらに、たたみ込み符号では、同じメモリ長でも、その結線の仕方により誤り訂正能力が大きく異なる。上記文献においては、誤り率が最小になるような構成にするのみ記載されており、その具体的な結線方法は示されていない。

図4は、従来の符号化率 $1/2$ 拘束長7のたたみ込み符号とQPSK

を用いたデジタル通信装置の一例を示す概略構成図である。

送信機 301 において、端子 30 には例えば 100 b/s の情報伝送速度で、“0”、“1” のデジタル情報が入力されている。この信号はたたみ込み符号化器 31 に導かれ、デジタル情報が 1 ビット入力される
5 毎に 2 ビットの情報を QPSK 変調器 32 に出力する。QPSK 変調器 32 には、信号発生器 33 から位相が $\pi/2$ ずつ異なる 4 つの正弦波が供給されており、たたみ込み符号化器 31 から入力される 2 ビットの情報に応じて、信号発生器 33 から供給される信号の一つを選択する。

たたみ込み符号化器 31 から入力される信号が “00” なら $\sin 2\pi$
10 $f_1 t$ を、“10” なら $\sin(2\pi f_1 t + \pi/2)$ を、“11” なら $\sin 2\pi f_1 t + \pi$ を、“01” なら $\sin(2\pi f_1 t + 3\pi/2)$ を選択する。QPSK 変調器 32 で選択された信号は、中心周波数が $f_1 \text{ Hz}$ の帯域フィルタ 34 に導かれ、受信側の帯域フィルタ 44 と共に符号間干渉を抑えるためにナイキスト第一基準を満たす遮断特性で、帯域制限
15 される。中心周波数 $f_1 \text{ Hz}$ は、例えば 150 kHz に設定される。帯域フィルタ 34 の出力は通倍器 35 により所望の無線周波数帯域の信号、例えば 1.5 GHz 帯域に変換され、パワーアンプ 36 を介してアンテナ 37 から送信される。

受信機 302 において、アンテナ 41 で受信された信号は、増幅器 4
20 2 で増幅された後、周波数変換器 43 で 1.5 GHz 帯の信号から 150 kHz 帯の信号に復元される。この信号は帯域フィルタ 44 を介して QPSK 復調器 45 と搬送波再生器 46 に導かれる。搬送波再生器 46 には、QPSK 復調器 45 の出力信号も入力されており、 $\sin(2\pi f_1 t + \pi/4)$ と $\sin(2\pi f_1 t + 3\pi/4)$ を再生して QPSK 復調
25 器 45 に出力する。QPSK 復調器 45 は入力信号をとそれぞれを用いて同期検波する。二つの同期検波出力は、後段のビタビ復号器 48 に導

かれる。ピタビ復号器 48 から復号された情報ビットが端子 49 に出力される。

図 5 はアンテナ 37 から送信される信号波形とスペクトルを示す概略図である。たたみ込み符号化器 31 から QPSK 変調器 32 に入力される信号が "00", "11", "00" のとき、信号波形は、図 5 (a) に示す第一の信号波形 501 のようになり、送信シンボルの変化点において、第一の包絡線 502 のように大きく振幅が落ち込む。パワーアンプ 36 の入出力特性が線形であるとき、アンテナ 37 から送信される信号波形は、第一の信号波形 501 および第一の包絡線 502 の形が保持されて送信される。そのスペクトルは、メインローブスペクトル 511 が支配的な狭帯域のスペクトルとなる。従って、移動通信システムでは、この帯域間隔で通話チャネルを設定することができる。

しかしながら、パワーアンプ 36 の入出力特性が非線形であるとき、アンテナ 37 から送信される出力信号の振幅は、図 5 (b) に示す第二の包絡線 504 のように、送信シンボルの変化点以外でほぼ平坦となる。信号波形そのものも、第二の信号波形 503 のように、元の信号波形から大きく歪んでいる。この信号のスペクトルは図 5 (d) のように、メインローブスペクトル 512 の他に、多くのサイドローブスペクトル 5131, 5132, 5133, 5134, ... が生じる。

移動通信システムでは、このサイドローブのスペクトルが他チャネルに干渉するという問題が生じる。あるいは、この他チャネル干渉をさけるために、通話チャネルの間隔を空けると、同時に通話できる加入者数が減少するという問題が生じる。

パワーアンプの非線形特性の悪影響を低減するには、振幅変動をできるだけ小さくすれば良い。そこで、QPSK の振幅変動を抑えることを目的として、 $\pi/4$ シフト QPSK が開発され、携帯電話システムに使

用されている。しかしながら、 $\pi/4$ シフトQPSKを用いても、シンボル遷移時に搬送波振幅の38%にまで瞬時振幅が落ち込むため、パワーアンプが非線形特性を持つときにサイドローブスペクトルが他チャンネルに干渉するという問題は解消されていない。

- 5 また近年、パワーアンプの非線形特性の影響を受けない定包絡変調方式についても、新たに、8相位相変調と符号化変調を組み合わせたトレリス符号化8相PSK（例えば、文献5. Ungerboeck G.: "Channel coding with phase signals", IEEE Trans. Inf. Theory, IT-23, 1, pp. 55-67, Jan. 1982 参照）や、この方式を定包絡変調に改良した方式（例えば、
- 10 文献6. 富里、鈴木「送信増幅における電力効率を改善した包絡線制御形デジタル変調方式-移動通信用トレリス符号化8PSKへの応用-」電子情報通信学会論文誌 B-II, Vol. J75-B-II No. 12 pp. 912-928 1992年12月 参照）が提案されている。

- しかしながら、トレリス符号化8相PSKの符号化利得は、 E_b/N_0 で3dB程度に過ぎない。つまり、誤り訂正を用いないQPSKと比較すると3dB程度優れるものの、誤り訂正を用いた従来のQPSK方式の符号化利得が約5.5dBであることを考慮すると、トレリス符号化8相PSKの誤り率特性は、従来方式より格段に劣っている。これは、8相PSK単体の誤り率特性が元々劣悪なことに起因している。この
- 15 トレリス符号化8相PSKを定包絡にするための具体的な回路構成も報告されている（例えば、文献4. 参照。）。これは、2値位相変調を定包絡にするための手法としてよく知られているGMSKの手法を、8相位相変調に拡張したものであるが、回路の細部構成が異なるだけで、本質的にはGMSKと同じ手法である。つまり、定包絡8相位相変調を構成する
- 20 際の回路構成を具体的に示しているに過ぎず、定包絡の性質と E_b/N_0 に対する優れた誤り率の両者を実現することはできていない。
- 25

以上説明したように、従来のQPSKや $\pi/4$ シフトQPSKを用いたデジタル通信装置では、変調波の振幅変動が大きいため、非線形アンプを通過したときに波形が大きく歪み、サイドローブスペクトルが発生するという問題があった。この結果、スプリアス特性の劣化や受信信号の誤り率の増加を招くという問題があった。また、定包絡変調方式であるGMSKと誤り訂正を用いた場合には、占有周波数帯域幅が広い

5 ため、周波数利用効率が悪くなるという問題があった。また、トレリス符号化定包絡8相位相変調はそれ程良好な E_b/N_0 対誤り率特性が得られないという問題があった。

10 本発明は上記の問題点に鑑みなされたもので、その目的とするところは、従来のQPSKあるいは $\pi/4$ シフトQPSKと誤り訂正方式を併用したデジタル通信装置と同等のビット誤り率および占有無線帯域幅を有し、かつ、その振幅変動を大幅に改善できるデジタル通信装置を提供することにある。あるいはまた、従来の誤り訂正符号を用いたGMSKと同じ定包絡特性を持ちながら、より狭い占有周波数帯域幅で信号

15 を送信できるデジタル通信装置を提供することにある。

発明の開示

本発明の通信方法は、2元デジタル情報信号を3元信号に変換して

20 符号化し、この符号化した3元信号に対応して搬送波の位相を変え、三相位相変調した信号を送信するものであり、本発明のデジタル通信装置に係る変調器は、2元デジタル情報信号を3元信号に変換する符号化手段と、3元信号に対応して搬送波の位相を変える位相変調手段とを具備することを特徴としている。

25 また、本発明の通信方法は、位相変調された信号を位相復調して3元信号に関する情報を検出し、この位相復調により得られる3元信号に關

する情報を用いて復号化して2元デジタル情報を得るものであり、本発明のデジタル通信装置に係る復調器は、受信した位相変調波から3元信号に関する情報を検出する位相復調手段と、3元信号に関する情報から2元デジタル情報を決定する復号手段とを具備することを特徴として
5 している。

本発明のデジタル通信装置では、符号化手段に入力された複数の2元デジタル情報から3元デジタル情報が生成されて出力される。この3元デジタル情報は位相変調手段に導かれ、変調波の位相を決定するのに用いられる。位相変調手段は、三相位相変調波を出力する。通信
10 路を介してこの信号を受信した位相復調手段は、3元信号に関する情報、たとえば、3つの信号に対する尤度情報を復号手段に与える。

復号手段は、3つの信号に対する尤度情報を複数個用いて、元の複数の2元デジタル情報を推定し、推定された2元情報を復号信号として出力する。符号化手段から出力された3元デジタル情報は入力された
15 2元デジタル情報に対して冗長性をもつので、通信路雑音に対する誤り耐性が増加する。また、符号化手段の出力信号は3元デジタル情報であり、復号手段は3元信号に関する尤度情報を入力するので、位相変調手段と位相復調手段は3相位相変復調機能をもつことができる。

三相位相変調波はシンボル遷移時の振幅変動が小さいため、非線形特性をもつパワーアンプを通して送信しても、波形の歪みは小さく、不要なサイドローブスペクトルを少なくすることができる。また、位相変調手段において定包絡三相位相変調波を出力する場合にも、同じ復調手段により2元デジタル情報を復元できる。定包絡にした場合は、定包絡でない三相位相変調波より占有周波数帯域が少し増加するが、非線形特
20 性パワーアンプによる周波数歪はほとんど発生せず、かつ、定包絡でない三相位相変調の場合と同様に、通信路雑音に対する誤り耐性は増加す
25

る。

図面の簡単な説明

第1図は本発明によるデジタル通信装置を示す概略構成図であり、
第2図は本発明の符号化器の一実施例を示す構成図であり、第3図は本
5 発明の三相位相復調器の一実施例を示す構成図であり、第4図は従来の
たたみ込み符号とQPSKを用いたデジタル通信装置を示す概略構成
図であり、第5図はパワーアンプの入出力特性が変調された無線信号に
与える影響を説明するための信号波形図とスペクトル図であり、第6図
は変調された無線信号の瞬時振幅の違いを説明するためのシンボル遷移
10 図であり、第7図は三相位相変調の判定領域を示す図であり、第8図は
 E_b/N_0 対ビット誤り率特性を示す図であり、第9図は本発明による
定包絡三相位相変調波の位相遷移図であり、第10図は本発明による定
包絡三相位相変調波の周波数変化図であり、第11図は本発明の定包絡
三相位相変調器の概略構成図であり、第12図は本発明の2元入力3元
15 出力たたみ込み符号化器の概略構成図である。

発明を実施するための最良の形態

以下、図面を用いて本発明を実施するための最良な形態における
20 デジタル通信方法、及びデジタル通信装置を説明する。

以下、本発明の実施の形態について、図を参照しながら詳細に説明する。

図1は本発明のデジタル通信装置の一実施例を示す概略構成図であ
る。送信機101において、端子10から入力された2元デジタル情
報は、順次、符号化器11に入力される。符号化器11は、2元ディ
25 タル情報が入力される毎に、3元デジタル情報を三相位相変調器12
に出力する。三相位相変調器12には、信号発生器13から互いにだけ

位相が異なる正弦波が供給されており、符号化器 11 から入力される 3 元デジタル情報に対応じて、信号発生器 33 から供給される信号の一つを選択する。

符号化器 11 から入力される信号が "0" なら $\sin 2\pi f_1 t$ を、"1" なら $\sin(2\pi f_1 t + 2\pi/3)$ を、"2" なら $\sin(2\pi f_1 t + 4\pi/3)$ を選択する。三相位相変調器 12 で選択された信号は、中心周波数が f_1 Hz の帯域フィルタ 14 に導かれ、受信側の帯域フィルタ 15 と共に符号間干渉を抑えるためにナイキスト基準を満たす遮断特性で、帯域制限される。中心周波数 f_1 Hz、例えば 150 kHz に設定される。帯域フィルタ 14 の出力は逡倍器 35 により所望の無線周波数帯域の信号、例えば 1.5 GHz 帯域に変換され、パワーアンプ 3 を 36 介してアンテナ 37 から送信される。

受信機 102 において、アンテナ 41 で受信された信号は、増幅器 42 で増幅された後、周波数変換器 43 で 1.5 GHz 帯の信号から 150 kHz 帯の信号に復元される。この信号は帯域フィルタ 15 を介して三相位相復調器 16 と搬送波再生器 17 に導かれる。搬送波再生器 17 には、三相位相復調器 16 の出力信号も入力されており、 $\sin 2\pi f_1 t$ と $\sin(2\pi f_1 t + \pi/2)$ を再生して三相位相復調器 16 に出力する。

搬送波再生器 17 は、例えばコスタスループを用いた既知の手法を用いて、簡易に構成できる。三相位相復調器 16 は、 $\sin 2\pi f_1 t$ と $\sin(2\pi f_1 t + \pi/2)$ を用いて、帯域フィルタ 15 から導かれる信号を復調する。三相位相復調器 16 からは、例えば、三つの位相に対する対数尤度が出力され、復号器 18 に導かれる。復号器 18 は、対数尤度を用いて 2 元デジタル情報を復号し、出力端子 19 に出力する。かくして、デジタル通信が行なえる。

本発明による E_b/N_0 対ビット誤り率について説明する。

白色ガウス雑音通信路における BPSK および QPSK の E_b/N_0 対ビット誤り率は、よく知られているように、

$$\varepsilon_2(\alpha) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\alpha/2}) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\sqrt{\alpha/2}}^{\infty} e^{-t^2} dt \quad \dots (1)$$

で与えられる。ここで、 $\alpha = E_b/N_0$ である。これに対して、本発明に係る三相位相変調の場合は、以下のようにして誤り率が求められる。

図 7 は位相平面で表した三相位相変調の判定領域を示す。信号点 510 を送信したとき、斜線の領域 R で受信された場合には誤って復調される。この誤り率 ε は

$$\varepsilon = 1 - \iint_{(x,y) \in R} \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{(x-A_3)^2}{2}} e^{-\frac{y^2}{2}} dx dy \quad \dots (2)$$

で与えられる。ここで、送信電力は $A^2/2$ 、雑音電力は σ^2 である。

なお、 A は搬送波の振幅である。三相位相変調では 1 シンボルで $\log_2 3$ ビットが送信できること、および、図 7 で信号点 510 から領域 R までの最小距離が $\sqrt{3} \cdot A/2$ であることを考慮すると、三相位相変調の E_b/N_0 対ビット誤り率は、

$$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}(1.09\sqrt{\alpha/2}) < \varepsilon_3 < \operatorname{erfc}(1.09\sqrt{\alpha/2}) \quad \dots (3)$$

と求められる。これまで、 E_b/N_0 対ビット誤り率特性は、誤り訂正を用いない単体のデジタル変調方式の中では、BPSK と QPSK が

最も優れているとされていた。しかしながら、上に示した式(2)の厳密な解析の結果、 E_b/N_o が4.86 dB以上では、本発明に用いる三相位相変調の誤り率特性がQPSKより優れていることが明らかとなった。この改善効果は、 E_b/N_o の値が大きくなるにつれて大きくなり、式(3)からその特性はQPSKより E_b/N_o が0.7 dB優れた特性に漸近する。このように、本発明に係る三相位相変調は、単独で用いた場合でも、 E_b/N_o 対ビット誤り率特性が極めて優れていることが明らかとなった。

次に、本発明による振幅変動について説明する。本発明によると、パワーアンプ36に入力される信号の振幅変動を、従来のQPSKや $\pi/4$ シフトQPSKに比べて大幅に改善できる。

図6は振幅変動の大きさを説明するために、搬送波周波数の位相平面上に描かれたシンボル遷移図である。図6(a)はQPSKのシンボル遷移図で、シンボルを送信する毎に、4個の信号点510, 511, 512, 513の間を相互に遷移する。信号点510から信号点513に変移するときのように、位相が π だけ異なる信号点間を遷移するときには、その遷移軌跡55が原点50を通過する。位相平面上では、振幅の瞬時振幅値は、原点から遷移軌跡までの距離で表される。したがって、上記のように、位相が π だけ異なる信号点間を遷移するときには、振幅はシンボルの遷移時に零に落ち込む。

図6(b)は $\pi/4$ シフトQPSKのシンボル遷移図で、シンボルが入力される毎に、取り得る信号点が変わる。つまり、ある時刻のシンボル入力に対して、4個の信号点520, 521, 522, 523のいずれかをとったとき、次のシンボル入力に対しては、4個の信号点530, 531, 532, 533のいずれかをとる。さらに、その次のシンボル入力に対しては、4個の信号点520, 521, 522, 523のい

れかをとる。原点から遷移軌跡 5 6 までの距離の最小値は、Q P S K の場合より改善されるが、それでも原点から信号点までの距離の 3 8 % に過ぎない。そのため、振幅の瞬時振幅値の変化は依然として大きい。

これに対して、図 6 (c) に示す本発明のシンボル遷移図では、3 個
5 の信号点 5 4 0, 5 4 1, 5 4 2 の間を相互に遷移し、原点から遷移軌跡 5 7 までの距離の最小値は、原点から信号点までの距離の 5 0 % と大幅に改善される。つまり、瞬時振幅の最小値は、 $\pi/4$ シフト Q P S K の約 1. 3 倍に改善される。この結果、パワーアンプ 3 6 が非線形特性を有する場合でも、不要なサイドローブスペクトルの発生を大幅に減らすことができる。
10

図 2 は、符号化器 1 1 についてより詳細な一実施例を示す概略構成図である。入力端子 1 0 から導かれる " 0 " または " 1 " の 2 元デジタル情報は、シフトレジスタ 2 1 1, 2 1 2, ..., 2 1 n に順次入力される。シフトレジスタ 2 1 1, 2 1 2, ..., 2 1 n の各出力信号は、3 を法とする
15 ギャロア体上の係数乗算器 2 2 0, 2 2 1, 2 2 2, ..., 2 2 n に導かれ、係数を乗じられて、3 を法とする加算器 2 3 に導かれる。加算器 2 3 からは、" 0 ", " 1 ", " 2 " を元とする 3 元信号が出力される。なお、乗算される係数が 0 の場合は、その係数乗算器は省略できる。また、シフトレジスタ 2 1 1, 2 1 2, ..., 2 1 n の出力信号は 2 値であるので、
20 3 元信号の内の 2 元しか取り得ないが、この 2 元を零元と単位元にみなすとき、係数乗算器は係数値が 0 かをシフトレジスタの信号に従って選択するセレクタ回路により簡易に構成できる。

ところで、図 2 に示す符号化器は、前記した磁気記録システム (文献 3) で提案されたものと同じであるが、この文献 3 には復号後の誤り率
25 が小さくなるように結線を選ぶとのみ記載されており、具体的な結線法やその特性については明らかになっていなかった。たたみ込み符号の拘

束長が長くなると、全ての結線の組み合わせについて誤り率を測定することは、はなはだ困難である。

3 値磁気記録システムでは、0 レベルから他のレベルに誤る確率が、他の二つのレベルの誤り率より大きい。そのため、最適な結線法を定める為には復号後の誤り率を測定する他無かった。これに対して、本発明で用い

5 三相位相変調では、3 つのシンボルの誤り率が等しいので、最適な結線法は最小自由距離をもつ結線法を計算機探索することにより決定できる。したがって、たたみ込み符号の良否は、最小自由距離により評価することができる。

10 ここで用いるたたみ込み符号は、ある特別なクラスのたたみ込み符号の符号化器であるといえる。従来の一般のたたみ込み符号は、入力信号の体と出力信号の体が一致していた。これに対して 本発明に係る 図 2 の符号化器で生成されるたたみ込み符号は、入力が 2 を法とするガロア体すなわち $GF(2)$ 上の元を持ち、かつ出力が $GF(3)$ 上の元を持っている。あるいは、入力が $GF(3)$ 上の特定の元に制限された、たたみ込み符号であるともいえる。このような制限のあるたたみ込み符号は、従来から知られている一般のたたみ込み符号と、その性質が大きく異なる。

15

計算機探索により最小自由距離を調べた結果、通常のたたみ込み符号とは異なる性質が明らかになった。 $GF(3)$ 上の従来のたたみ込み符号において、符号化率を 1 とすると、拘束長をいくら長くしても最小自由距離は 2 以下にしかない。これに対して、本発明に係るたたみ込み符号では、拘束長を長くすると最小自由距離が増加する場合がある。

20

しかしながら、従来のたたみ込み符号のように拘束長を長くすれば、最小自由距離も長くなるというわけではない。具体的には、拘束長を 7 に

25

すると最小自由距離が 6 となる符号を構成できる。しかし、拘束長を 8

に増加すると最小自由距離は返って減少する。たたみ込み符号の結線法は、生成多項式として記述できるが、拘束長 7 で最小自由距離が 6 となる結線法、つまり生成多項式は、

$$g(D) = 1 + 2D + D^2 + D^4 + D^5 + D^6 \quad \dots (4)$$

5 もしくは、

$$g(D) = 2 + D + 2D^2 + 2D^4 + 2D^5 + 2D^6 \quad \dots (5)$$

の 2 つに限られる。

拘束長が偶数の場合には、一旦誤りが起こると自律回復できずに誤りが伝播するカスastroヒックな符号となることが多く実用性が低い。これらの特徴は、シンボル符号化率が 1 であるという特殊な条件に起因している。

図 1 2 は 2 元入力 3 元出力たたみ込み符号化器のより具体的な構成図である。このたたみ込み符号化器の生成多項式は式 (4) で与えられる。ここで、D は遅延要素を表し、係数はその遅延要素の乗算係数を表す。また、加算記号は 3 を法とする加算を意味している。端子 1 0 から導かれた 2 元デジタル情報は、6 段のシフトレジスタ 2 1 1, 2 1 2, ..., 2 1 6 で時間遅延される。

生成多項式に従って、入力信号とシフトレジスタ第 2 段 2 1 2, 第 4 段 2 1 4, 第 5 段 2 1 5, 第 6 段 2 1 5 の出力信号は、加算器 2 3 に導かれる。シフトレジスタ第 1 段 2 2 1 1 の出力は 2 倍してから加算する必要があるが、同じ信号を 2 回加算すれば乗算器を省ける。この為、シフトレジスタ第 1 段 2 2 1 1 の出力信号は、加算器 2 3 に 2 回導かれる。加算器 2 3 は 3 を法とする加算器で、加算結果を 3 元信号として出力する。

図 2 に示す符号化器を用いたとき、受信機 1 0 2 における復号器 1 8 はビタビ復号器を用いることができる。符号化器 1 1 のシフトレジスタ

の段数が n であるとき、たたみ込み符号の符号語が 3 元信号であるにも拘らず、ビタビ復号器のステート数は $2n$ となる。従来の GF(3) 上のたたみ込み符号を復号するときには、ビタビ復号器のステート数は $3n$ であった。ビタビ復号器の回路規模とステート数はほぼ比例するから、

5 本発明に係るたたみ込み符号を復号するためのビタビ復号器の回路規模は、従来よりも格段に簡略である。たとえば拘束長 7 のたたみ込み符号を例にとると、 n の値が 6 であるので、ビタビ復号におけるステート数つまり回路規模は、従来のビタビ復号器の $1/11$ 以下となる。

図 2 の実施例が優れている点は、入力される 2 元デジタル情報のビットレートとデジタル位相変調のボーレートの値が同一でありその占有周波数帯域が狭いこと、2 元デジタル情報が 1 ビット入力される毎に 3 元信号が 1 個出力されるので符号化に伴う時間遅延が無いこと、優れたビット誤り率特性が得られることである。

10

しかしながら、本発明の符号化器は、図 2 の実施例に限定されるものではなく、種々の変更ができる。図 2 の実施例では、2 元デジタル情報が 1 ビット入力される毎に、3 元信号が 1 個出力されるが、この符号化率は一般のたたみ込み符号と同様に、自由に変えることができる。例えば、2 元デジタル情報が 1 ビット入力される毎に、3 元信号が 2 個出力されるようにすれば、同じ拘束長の下で、最小自由距離を大幅に増加させることができる。ただし、伝送路のボーレートは 2 倍になる。

15

20

また、図 2 の実施例では、符号化器 11 はたたみ込み符号を生成するが、ブロック符号を生成するようにしても良い。この場合には、 k 個の 2 元デジタル情報に対して、 h 個の 3 元信号を出力することになる。ただし、 $3h$ が $2k$ より大きくなるように、 k と h を設定する。 k と h

25

を同じ値にすれば、平均ビットレートと平均ボーレートを一致させることができる。このように符号化器 11 は、2 元デジタル情報を入力と

し、3元信号を出力するように選べば、どのような構成でもよい。そして、その出力信号が誤り訂正符号となるように構成した場合には、 E_b/N_0 に対するビット誤り率特性が優れているデジタル通信装置を提供することができる。また、3元信号の出力個数を、2元デジタル情報の入力個数の整数倍になるように選べば、符号化器11における遅延時間を少なくすることができる。特に、2元デジタル情報が1個入力される毎に、整数個の3元信号を出力するたたみ込み符号を用いた場合には、符号化に伴う遅延が無く、かつ、優れた誤り率特性が得られる等、格別の利点を有するデジタル通信装置を提供することができる。

図3は、三相位相復調器16のより詳細な一実施例である。周波数変換器43から入力される150kHz帯域の信号は、乗算器241および乗算器242に導かれる。乗算器241には搬送波再生器17から $\sin 2\pi f_1 t$ が供給されており、同様に、乗算器242には $\sin(2\pi f_1 t + \pi/2)$ が供給されている。乗算器241および乗算器242の出力信号は、それぞれ低域フィルタ251と低域フィルタ252で高域成分が取り除かれる。かくして、同相成分と直交成分の同期検波が行われる。

低域フィルタ251と低域フィルタ252の出力信号は、それぞれ、ビットタイミング抽出回路26に導かれるとともに、AD変換器271とAD変換器272にも導かれる。AD変換器271とAD変換器272では、ビットタイミング抽出回路26から指示されるタイミングで入力信号を標本化し、AD変換して出力する。

この二つの出力信号は、尤度計算回路28に導かれ、3つの信号点に対する尤度が計算されて出力される。ここで、尤度計算回路28における尤度計算は、次のようにして行われる。AD変換器271の出力信号は、同相成分の大きさを表している。この値を x とする。同様に、AD

変換器 272 の出力信号は、直交成分の大きさを表している。この値を y とする。通信路で相加される雑音がガウス雑音であるとき、受信信号の確率密度関数は、送信した信号点の座標を平均値とする二次元ガウス関数となる。つまり、 x と y が得られたときの各信号点の尤度は、各信号点を中心とする二次元ガウス関数の、点 (x, y) における確率密度として求めることができる。この確率密度の値の対数を取り、さらに三つの信号点で共通する定数項を削除したものが対数尤度であり、図 6 (c) に示す 3 個の信号点 540, 541, 542 を用いた場合には、信号点 540 に対する対数尤度は $2x$ 、信号点 541 に対する対数尤度は $(-x + \sqrt{3}y)$ 、信号点 542 に対する対数尤度は $(-x - \sqrt{3}y)$ となる。つまり、AD 変換器 271 と AD 変換器 272 の出力から容易に計算される。また、対数尤度ではなく、硬判定を行うときは、上記の対数尤度を比較して最大の値をとる信号点を受信信号とすればよい。

次に、拘束長 7 の 3 元たたみ込み符号化器と三相位相変調器を用いた本発明に係るデジタル通信装置を、拘束長 7 の従来のたたみ込み符号と $\pi/4$ シフト QPSK を用いた従来のデジタル通信装置とを総合的に比較する。

図 8 は、この二つの方式の E_b/N_0 対ビット誤り率特性を示したものである。この図から明らかなように、誤り率特性はほとんど同じである。また、たたみ込み符号の拘束長を同一の 7 にしているので、復号回路規模もほぼ同じである。つまり、拘束長 7、符号化率 1 の 3 元たたみ込み符号化器と三相位相変調器を用いた本発明に係るデジタル通信装置は、拘束長 7、符号化率 $1/2$ の 2 元たたみ込み符号と $\pi/4$ シフト QPSK を用いた従来のデジタル通信装置に対して、メインローブの無線占有帯域は同一、装置の回路規模は同等、かつ、 E_b/N_0 に対する誤り率特性もほとんど同一の特性でありながら、瞬時振幅の変動量を

約 30%改善することができる。

ここで特に重要な点は、本発明に係る三相位相変調と 2 元入力 3 元出力誤り訂正符号が、その得失を相互に補完していることである。本発明に係る三相位相変調は、その基本的性質として、瞬時振幅変動特性や E_b/N_0 対誤り率特性が QPSK より優れていることが明らかになった。しかし、三相位相変調は 2 元デジタル情報との整合性に難があった。一方、誤り訂正方式についてみれば、2 元入力 3 元出力誤り訂正符号の符号化利得は、同じ拘束長の符号化率 $1/2$ のたたみ込み符号より、若干符号化利得は劣る。しかし、2 元デジタル情報と三相位相変調とのシンボル変換の整合性を見事に解決できる。さらに、誤り訂正符号自体の符号化利得の若干の劣化は、三相位相変調が持つ良好な E_b/N_0 対誤り率特性により相殺できる。結果として、同等の誤り率特性で瞬時振幅変動特性を改善できるという利点が残る。このように、三相位相変調と 2 元入力 3 元出力誤り訂正符号の得失が相互補完することにより、全体として優れた特性のデジタル通信装置が構成できる。

従って、公知の磁気記録システム(文献 3)のように、磁気または電圧を 3 値にして記録する装置や、或いは復調電圧が 3 値となる 3 値 ASK を用いた変調方式に、2 元入力 3 元出力誤り訂正符号を用いても、QPSK とたたみ込み符号を用いた従来方式より、 E_b/N_0 対誤り率特性は大幅に劣化し、本発明のような効果は得られない。

なお、本発明は上記実施例に限定されるものではなく、種々の変更を行うことができる。例えば、図 1 図の実施例では、瞬時振幅の最小値が最大振幅の 50%であったが、これを振幅変動の無い定包絡変調に変更することができる。

図 9 は、定包絡三相位相変調を用いた本発明に係るデジタル通信装置の位相遷移図である。定包絡三相位相変調においては、図 9 に示す 3

つの位相点 5 4 0、5 4 1、5 4 2 の間を、遷移軌跡 5 8 のように辿って位相点が遷移する。図 9 において、位相点 5 4 0 から位相点 5 4 1 へ、あるいは位相点 5 4 1 から位相点 5 4 2 へ、あるいは位相点 5 4 2 から位相点 5 4 0 へといったように、左回転方向に信号点が移動するとき、
5 つまり、位相が増加するときには瞬時周波数は高くなる。逆に、位相点 5 4 1 から位相点 5 4 0 へ遷移するように、右回転方向に信号点が移動するときには瞬時周波数は低くなる。

図 1 0 は、この瞬時周波数の時間変化を示したものである。変調波のサイドスペクトルの広がりを抑えるためには、瞬時周波数の変化図において、その一次微分係数が連続になるように遷移軌跡 5 8 を動かす必要がある。
10

図 1 1 は定包絡三相位相変調器の概略構成図を示す。図 1 における三相位相変調器 1 2 と信号発生器 1 3 を図 1 1 の回路に置き換えると、定包絡三相位相変調波が得られる。従来の G M S K 波の発生方法を 3 値に
15 拡張することにより、構成したものである。符号化器 1 1 から導かれた 3 元信号は、遅延回路 6 1 と波形データ記憶回路 6 2 に入力される。遅延回路 6 1 は入力された信号を時間遅延し、例えば、過去 4 タイムスロットの信号を波形データ記憶回路 6 2 に供給する。かくして、波形データ記憶回路 6 2 には、連続した数シンボルの 3 元信号が入力される。元
20 の値は位相に対応しているので、3 元信号は位相データでもある。

波形データ記憶回路 6 2 には、該数シンボルの位相データが入力されたときの図 9 の遷移軌跡 5 8 の応答波形、さらに詳しくは、遷移軌跡 5 8 の応答波形の同相成分と直交成分が記憶されている。波形データ記憶回路 6 2 の出力波形は、乗算器 6 3 と乗算器 6 4 において、それぞれ \sin
25 $2 \pi f_1 t$ と $\sin(2 \pi f_1 t + \pi/2)$ が乗じられ、加算器 6 5 において合成される。乗算器 6 3、6 4 および加算器 6 5 の作用は、波形デ

ータ記憶回路 6 2 から出力される 2 つの信号で、搬送波を直交変調していることを意味している。波形データ記憶回路 6 2 から乗算器 6 3, 6 4 に供給される信号は、遷移軌跡 5 8 上の値であるから、加算器 6 5 から出力される信号は定包絡変調波となる。

- 5 ここで、波形データ記憶回路 6 2 に記憶されている波形は、数シンボルの位相データが入力されたときの瞬時周波数の時間変化に対応した波形であるが、瞬時周波数の時間変化の取り方は一意に決まるわけではない。

- 10 従来の G M S K では、2 値信号の数シンボルに対応した瞬時周波数のガウスフィルタ応答波形を用いているが、本発明においても、3 値信号の数シンボルに対応した瞬時周波数のガウスフィルタ応答波形を用いるとスペクトルのサイドローブの広がりを抑制することができる。

- 15 波形データ記憶回路 6 2 には、任意の波形が記憶できるので、ガウスフィルタ応答波形以外の波形を用いても良い。加算器 6 5 の出力信号は帯域フィルタ 1 4 に出力される。このようにして得られる変調波形は、瞬時振幅の落ち込みがなく、その包絡線は一定である。このため、入出力特性が非線形であるようなパワーアンプを介して送信しても、そのスペクトルにほとんど影響を受けない。この結果、Q P S K のような線形変調波を用いる場合より、パワーアンプの消費電力を抑えることができ、
20 同一の電池容量で、移動端末をより長時間使用できるようになる。

- 本発明による定包絡三相位相変調は、誤り訂正方式と G M S K を用いた従来の方式に比べても格別の利点を有する。本発明に係る定包絡三相位相変調波の占有帯域幅は G M S K 単体の 1. 3 3 倍である。これは、シンボル間の位相遷移量が、G M S K では $\pi / 2$ であるのに対し、定包
25 絡三相位相変調では最大 $2 \pi / 3$ と大きくなるため、単位時間あたりの位相変化速度が 1. 3 3 倍になるからである。

しかし、本発明で使用する 2 元入力 3 元出力の符号化器は誤り訂正能力を有するので、 E_b/N_o に対する誤り率が優れている。図 2 に示した符号化器を用いた定包絡三相位相変調と同等の誤り率を、GMSK を用いて達成するためには、QPSK の場合と同様に、符号化率 $1/2$ のたたみ込み符号を用いる必要がある。このとき、GMSK のシンボルレートは、情報のビットレートの倍となるので、GMSK 単体に比べて 2 5 倍の無線帯域幅が必要となる。この結果、本発明に係る定包絡三相位相変調を用いると、同じ定包絡の性質をもち、ほぼ同一の E_b/N_o 対誤り率特性を有しながら、従来のたたみ込み符号と GMSK を用いた方式 10 より、占有周波数帯域幅を $2/3$ に減らすことができる。換言すれば、利用できる周波数帯域幅が同じなら、本発明を用いることにより、同時通話者数を 1.5 倍にすることができる。

なお、上記説明では、本発明をデジタル通信装置について記述しているが、デジタル記憶装置についても、本発明を適用することができる。デジタル通信は、音声、画像等のデジタル情報を通信媒体を通して変復調を行うのに対して、デジタル記憶はデジタル情報を記録 15 媒体を通して変復調を行うものであり、媒体を通して変復調を行う点で共通して取り扱うことができる。

例えば、磁気記録装置において、線形に記録あるいは高周波に変換してデジタル情報を記録する場合、磁気記録媒体を通信路と同等に扱う 20 ことにより、同様の効果を奏することができ、多チャンネル化、高密度化に適用することができる。

以上、詳述したように、本発明によれば、従来の誤り訂正方式と QPSK を用いたデジタル通信装置に比べ、メインローブの無線占有帯域、 25 装置の回路規模、 E_b/N_o に対する誤り率特性などを何ら犠牲にすることなく、変調波の瞬時振幅の変動量を大幅に改善することができる。

24

この結果、入出力特性が非線形であるようなパワーアンプを用いた場合でも、サイドローブのスペクトル発生を抑えることができ、隣接チャネルへの干渉を大幅に軽減できる。

また、サイドローブのスペクトルが少ないことから、隣接チャネルとの周波数間隔をつめることができ、加入者容量の増加をはかることができる。また、本発明による定包絡三相位相変調を用いれば、従来の誤り訂正方式とGMSKを用いたデジタル通信装置に比べて、装置の回路規模、 E_b/N_0 に対する誤り率特性などを犠牲にすることなく、また入出力特性が非線形であるようなパワーアンプの影響を受けない定包絡特性を維持したまま、占有周波数帯域幅を $2/3$ に減少させることができる。

産業上の利用可能性

本発明のデジタル通信方法、及びデジタル通信装置は、移動通信システムにも好適である。

20

25

請 求 の 範 囲

1. 2元デジタル情報信号を3元信号に変換して符号化し、当該符号化した3元信号に対応して搬送波の位相を変え、当該三相位相変調した信号を送信することを特徴とするデジタル通信方法。
- 5 2. 位相変調された信号を位相復調して3元信号に関する情報を検出し、当該位相復調により得られる3元信号に関する情報を用いて復号化して2元デジタル情報を得ることを特徴とするデジタル通信方法。
3. 2元デジタル情報信号を3元信号に変換する符号化手段と、この符号化手段から出力される3元信号に対応して搬送波の位相を変える三相位相変調手段とを具備することを特徴とするデジタル通信装置。
- 10 4. 位相変調された信号から3元信号に関する情報を検出する位相復調手段と、この位相復調手段から出力される3元信号に関する情報を用いて2元デジタル情報を決定する復号手段とを具備することを特徴とするデジタル通信装置。
- 15 5. 前記符号化手段は、2元デジタル情報を遅延する遅延手段と、当該遅延手段から出力される信号に対してガロア体GF(3)上の演算を行う手段とを備えた3元信号符号化手段とを具備することを特徴とする、請求の範囲第3項記載のデジタル通信装置。
6. 前記符号化手段は、2元デジタル情報からガロア体GF(3)上で規定される誤り訂正符号を生成する手段と、前記誤り訂正符号のシンボルに対応して搬送波の位相を変える三相位相変調手段とを具備することを特徴とする、請求の範囲第3項記載のデジタル通信装置。
- 20 7. 前記三相位相変調手段は、前記符号化手段から出力される3元信号に対応して、相対的に $2\pi/3$ ずつ位相が異なる信号点をもつ定包絡変調波を生成する手段を具備したことを特徴とする、請求の範囲第3項記載のデジタル通信装置。
- 25

8. 前記定包絡変調波生成手段は、時間的に連続した2つのシンボルに対応して、搬送波の位相を同一、又は相対的に $2\pi/3$ 異なる定包絡変調波を生成することを特徴とする、請求の範囲第7項記載のデジタル通信装置。

5 9. 3元信号を遅延もしくは記憶する手段と、時間的に連続した複数の3元信号のパターンに応じて搬送波位相の遷移軌跡に対応する直交成分と同相成分を出力する応答波形記憶手段と、この応答波形記憶手段から出力される直交成分と同相成分を用いて搬送波を直交変調する手段とを具備することを特徴とする、定包絡三相位相変調器。

10 10. 前記定包絡変調波生成手段は、3元信号を遅延もしくは記憶する手段と、時間的に連続した複数の3元信号のパターンに応じて搬送波位相の遷移軌跡に対応する直交成分と同相成分を出力する応答波形記憶手段と、この応答波形記憶手段から出力される直交成分と同相成分を用いて搬送波を直交変調する手段とを具備する定包絡三相位相変調器であることを特徴とする、請求の範囲第7項又は第8項記載のデジタル通信装置。

15 11. 2元デジタル情報を遅延する偶数個の遅延手段と、当該遅延手段から出力される信号と入力信号に対してガロア体GF(3)上の演算を行う手段とを具備し、少なくとも入力信号と最終の遅延手段をガロア体GF(3)上の演算に用いることを特徴とする、3元信号符号化装置。

20 12. 前記符号化手段は、2元デジタル情報を遅延する偶数個の遅延手段と、当該遅延手段から出力される信号と入力信号に対してガロア体GF(3)上の演算を行う手段とを具備し、少なくとも入力信号と最終の遅延手段をガロア体GF(3)上の演算に用いる3元信号符号化装置である

25 ことを特徴とする、請求の範囲第3項、第5項、第6項の何れかに記載のデジタル通信装置。

1 3. 2元入力信号に対して、生成多項式が

$$g(D) = 1 + 2D + D^2 + D^4 + D^5 + D^6$$

もしくは、

$$g(D) = 2 + D + 2D^2 + 2D^4 + 2D^5 + 2D^6$$

5 で規定されるたたみ込み符号を生成することを特徴とするたたみ込み符号化装置。

1 4. 前記三相位相変調手段は、2元入力信号に対して、生成多項式が

$$g(D) = 1 + 2D + D^2 + D^4 + D^5 + D^6$$

もしくは、

10
$$g(D) = 2 + D + 2D^2 + 2D^4 + 2D^5 + 2D^6$$

で規定されるたたみ込み符号を生成するたたみ込み符号化装置であることを特徴とする、請求の範囲第3項、第5項、第6項の何れかに記載のデジタル通信装置。

1 5. 2元デジタル情報からガロア体GF(3)上で規定される誤り訂正符号を生成する手段と、前記誤り訂正符号のシンボルに対応して搬送波の位相を変える三相位相変調手段とを具備することを特徴とする、デジタル記憶装置。

1 6. 3元信号を遅延もしくは記憶する手段と、時間的に連続した複数の3元信号のパターンに応じて搬送波位相の遷移軌跡に対応する直交成分と同相成分を出力する応答波形記憶手段と、この応答波形記憶手段から出力される直交成分と同相成分を用いて搬送波を直交変調する手段とを具備する定包絡三相位相変調器を備えることを特徴とする、デジタル記憶装置。

1 7. 2元デジタル情報を遅延する偶数個の遅延手段と、当該遅延手段から出力される信号と入力信号に対してガロア体GF(3)上の演算を行う手段とを具備し、少なくとも入力信号と最終の遅延手段をガロア

体 $GF(3)$ 上の演算に用いる 3 元信号符号化装置を備えることを特徴とする、デジタル記憶装置。

18. 2 元入力信号に対して、生成多項式が

$$g(D) = 1 + 2D + D^2 + D^4 + D^5 + D^6$$

5 もしくは、

$$g(D) = 2 + D + 2D^2 + 2D^4 + 2D^5 + 2D^6$$

で規定されるたたみ込み符号を生成するたたみ込み符号化装置を備えることを特徴とする、デジタル記憶装置。

10

15

20

25

補正書の請求の範囲

補正書の請求の範囲〔2004年3月9日(09.03.04)国際事務局受理：出願当初の請求の範囲1-7、11-15、17及び18は補正された；他の請求の範囲は変更なし。(4頁)〕

1. (補正後) 2元入力3元出力誤り訂正符号変換によって2元デジタル情報信号を3元信号に多値化及び符号化し、当該多値化及び符号化した3元信号に対応して搬送波の位相を変えて三相位相変調し、当該三相位相変調した信号を送信することを特徴とするデジタル通信方法。
5
2. (補正後) 三相位相変調された信号を位相復調して2元入力3元出力誤り訂正符号から3元信号に関する情報を検出し、当該位相復調により得られる3元信号に関する情報を用いて2元入力3元出力誤り訂正符号を復号化して2元デジタル情報信号を得ることを特徴とするデジタル通信方法。
10
3. (補正後) 2元入力3元出力誤り訂正符号変換によって2元デジタル情報信号を3元信号に多値化及び符号化する符号化手段と、当該符号化手段から出力される3元信号に対応して搬送波の位相を変える三相位相変調手段とを具備することを特徴とするデジタル通信装置。
15
4. (補正後) 三相位相変調された信号を位相復調して2元入力3元出力誤り訂正符号から3元信号に関する情報を検出する位相復調手段と、当該位相復調手段から出力される3元信号に関する情報を用いて2元入力3元出力誤り訂正符号を復号化して2元デジタル情報信号を決定する復号手段とを具備することを特徴とするデジタル通信装置。
20
5. (補正後) 前記符号化手段は、2元デジタル情報信号を遅延する遅延手段と、当該遅延手段から出力される複数の信号に対してガロア体GF(3)上の演算を行う3を法とする加算手段とを備えることを特徴とする、特許請求の範囲第3項に記載のデジタル通信装置。
25
6. (補正後) 前記符号化手段は、2元デジタル情報信号からガロア体GF(3)上で規定される誤り訂正符号を生成し、
前記三相位相変調手段は、前記誤り訂正符号のシンボルに対応して搬送

波の位相を変えることを特徴とする、特許請求の範囲第3項に記載のデジタル通信装置。

7. (補正後) 前記三相位相変調手段は、前記符号化手段から出力される3元信号に対応して、相対的に $2\pi/3$ ずつ位相が異なる信号点をもつ定包絡変調波を生成する定包絡変調波生成手段を具備したことを特徴とする、特許請求の範囲第3項に記載のデジタル通信装置。

8. 前記定包絡変調波生成手段は、時間的に連続した2つのシンボルに対応して、搬送波の位相を同一、又は相対的に $2\pi/3$ 異なる定包絡変調波を生成することを特徴とする、特許請求の範囲第7項に記載のデジタル通信装置。

9. 3元信号を遅延もしくは記憶する手段と、時間的に連続した複数の3元信号のパターンに応じて搬送波位相の遷移軌跡に対応する直交成分と同相成分を出力する応答波形記憶手段と、この応答波形記憶手段から出力される直交成分と同相成分を用いて搬送波を直交変調する手段とを具備することを特徴とする、定包絡三相位相変調器。

10. 前記定包絡変調波生成手段は、3元信号を遅延もしくは記憶する手段と、時間的に連続した複数の3元信号のパターンに応じて搬送波位相の遷移軌跡に対応する直交成分と同相成分を出力する応答波形記憶手段と、この応答波形記憶手段から出力される直交成分と同相成分を用いて搬送波を直交変調する手段とを具備する定包絡三相位相変調器であることを特徴とする、特許請求の範囲第7項又は第8項に記載のデジタル通信装置。

11. (補正後) 2元デジタル情報信号の入力信号を遅延する偶数個の遅延手段と、当該遅延手段から出力される信号と入力信号に対してガロア体 $GF(3)$ 上の演算を行う3を法とする加算手段とを具備し、少なくとも入力信号と最終の遅延手段の出力信号をガロア体 $GF(3)$ 上の

演算に用いることを特徴とする、2元入力3元出力誤り訂正符号化装置。

- 1 2. (補正後) 前記符号化手段は、2元デジタル情報信号の入力信号を遅延する偶数個の遅延手段と、当該遅延手段から出力される信号と入力信号に対してガロア体 $GF(3)$ 上の演算を行う手段とを具備し、少なくとも入力信号と最終の遅延手段の出力信号をガロア体 $GF(3)$ 上の演算に用いる2元入力3元出力誤り訂正符号化装置であることを特徴とする、特許請求の範囲第3, 5, 6項の何れかに記載のデジタル通信装置。

- 1 3. (補正後) 2元入力信号に対して、生成多項式が

10
$$g(D) = 1 + 2D + D^2 + D^4 + D^5 + D^6$$

もしくは、

$$g(D) = 2 + D + 2D^2 + 2D^4 + 2D^5 + 2D^6$$

で規定される3元出力の誤り訂正符号を生成することを特徴とする2元入力3元出力誤り訂正符号化装置。

- 1 4. (補正後) 前記三相位相変調手段は、2元入力信号に対して、生成多項式が

$$g(D) = 1 + 2D + D^2 + D^4 + D^5 + D^6$$

もしくは、

$$g(D) = 2 + D + 2D^2 + 2D^4 + 2D^5 + 2D^6$$

- 20 で規定される3元出力の誤り訂正符号を生成する2元入力3元出力誤り訂正符号化装置であることを特徴とする、特許請求の範囲第3, 5, 6項の何れかに記載のデジタル通信装置。

- 1 5. (補正後) 2元デジタル情報信号からガロア体 $GF(3)$ 上で規定される誤り訂正符号を生成する符号化手段と、前記誤り訂正符号のシンボルに対応して搬送波の位相を変える三相位相変調手段とを具備することを特徴とする、デジタル記憶装置。
- 25

16. 3元信号を遅延もしくは記憶する手段と、時間的に連続した複数の3元信号のパターンに応じて搬送波位相の遷移軌跡に対応する直交成分と同相成分を出力する応答波形記憶手段と、この応答波形記憶手段から出力される直交成分と同相成分を用いて搬送波を直交変調する手段とを具備する定包絡三相位相変調器を備えることを特徴とする、デジタル記憶装置。

17. (補正後) 2元デジタル情報信号の入力信号を遅延する偶数個の遅延手段と、当該遅延手段から出力される信号と入力信号に対してガロア体GF(3)上の演算を行う3を法とする加算手段とを具備し、少なくとも入力信号と最終の遅延手段の出力信号をガロア体GF(3)上の演算に用いる2元入力3元出力誤り訂正符号化装置を備えることを特徴とする、デジタル記憶装置。

18. (補正後) 2元入力信号に対して、生成多項式が

$$g(D) = 1 + 2D + D^2 + D^4 + D^5 + D^6$$

もしくは、

$$g(D) = 2 + D + 2D^2 + 2D^4 + 2D^5 + 2D^6$$

で規定される3元出力の誤り訂正符号を生成する2元入力3元出力誤り訂正符号化装置を備えることを特徴とする、デジタル記憶装置。

条約19条に基づく説明書

請求の範囲第1項～7項、11項～13項、17項、18項は、2元デジタル情報信号に対して多値化と符号化の2つの処理を一つの構成で行って3元信号に同時に得ることを明確にした。

なお、この補正は、例えば第10頁24行～26行、第14頁11行～22行、第15頁11行～18行、第16頁12行～24行の記載内容に基づくものである。

引用される文献の中で特に関連性があるとされる引用文献1（JP2003-209493）（日本電気株式会社）には、その図2には2値をデータ変換して多値とし、この多値を三相位相変調する点が記載され、また、図5には2値をデータ変換して3値とし、この3値を三元誤り訂正符号化により符号化した3値とし、この符号化3値を三相位相変調する点が記載されている。

また、引用文献2（JP2003-142349）（日本電気株式会社）には、従来技術として2値を二元誤り訂正符号化により符号化した2値とし、この符号化2値を2値多値変換により符号化した多値とし、この符号化多値を多値変調する点が記載され、本発明として2値を2値多値変換により多値とし、この多値を非二次誤り訂正符号化により符号化した多値とし、この符号化多値を多値変調する点が記載されている。

これら引用文献に記載されるものは、いずれも多値化と符号化の2つの処理をそれぞれ独立して行うものであり、符号化多値を得るには二段階の処理が必要であります。そして、この二値多値変換では、 n 個の2元信号を p 個の多値信号に変換する際に、多値信号に2元信号に対応しない信号が発生する余地が生じるために変換ロスが生じるとともに、 p 個の多値信号の内1個でも誤りがあると、復元される n 個の2元信号は全く異なったものとなり、ビット誤り率が極端に劣化する、所謂、誤り伝播が発生するという問題がある。

これに対して、本発明は、上記構成を備えることにより、誤り伝播の発生が無く、変換ロスがない二元入力3元出力の誤り訂正符号を行うことができる。

1/12

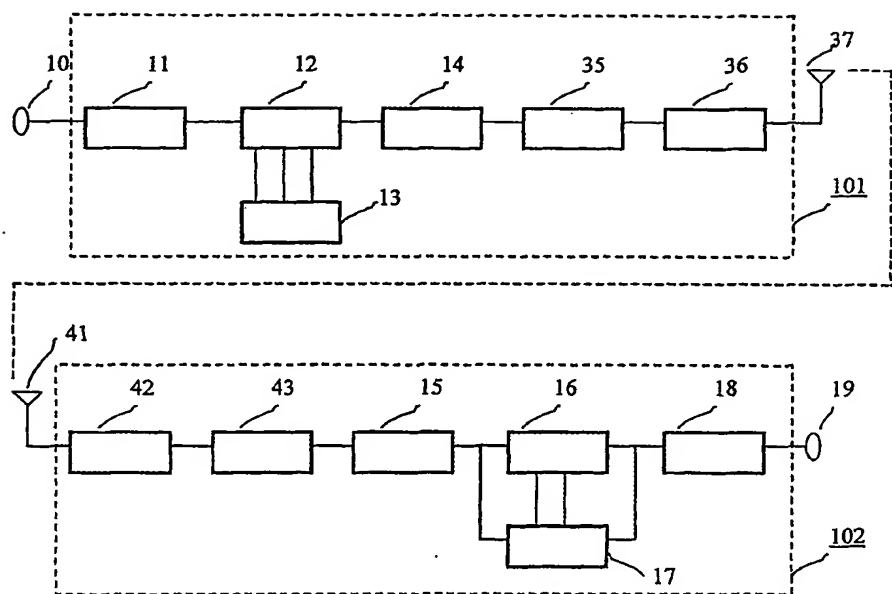


Fig. 1

2/12

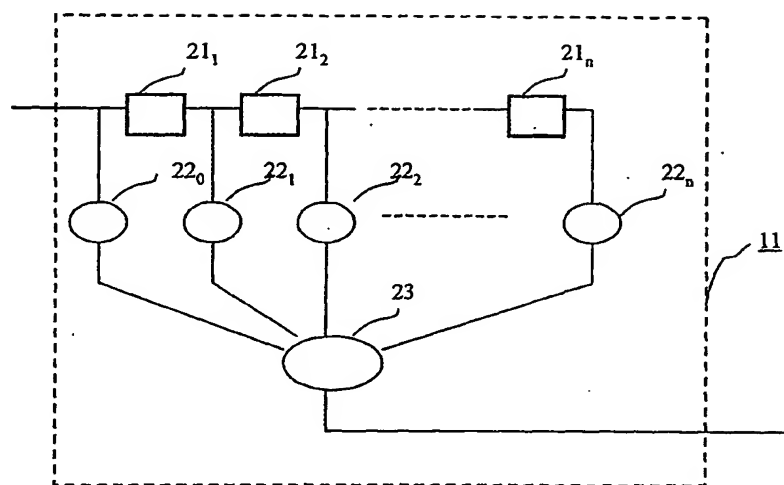


Fig. 2

3/12

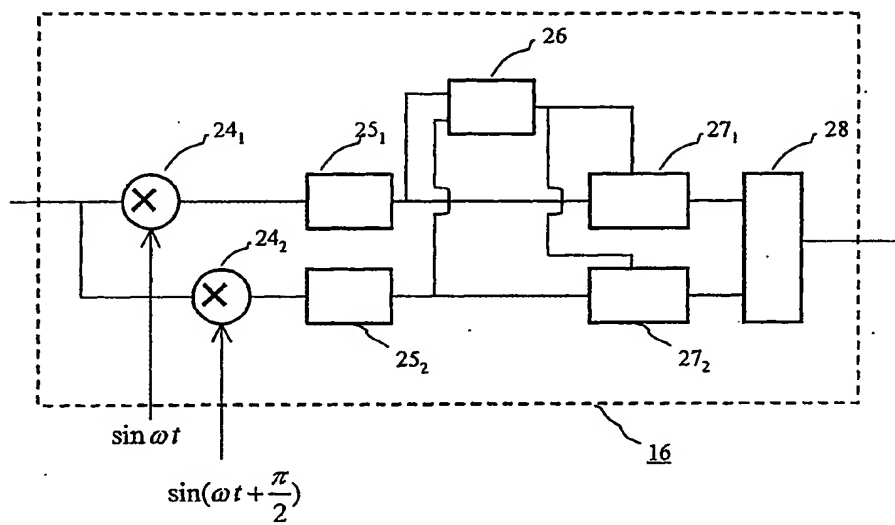


Fig. 3

4/12

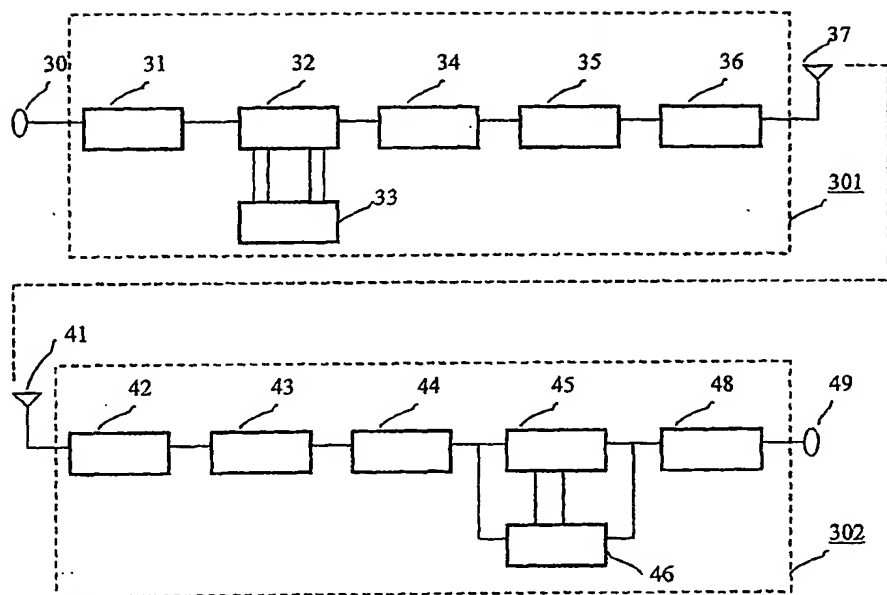


Fig. 4

5/12

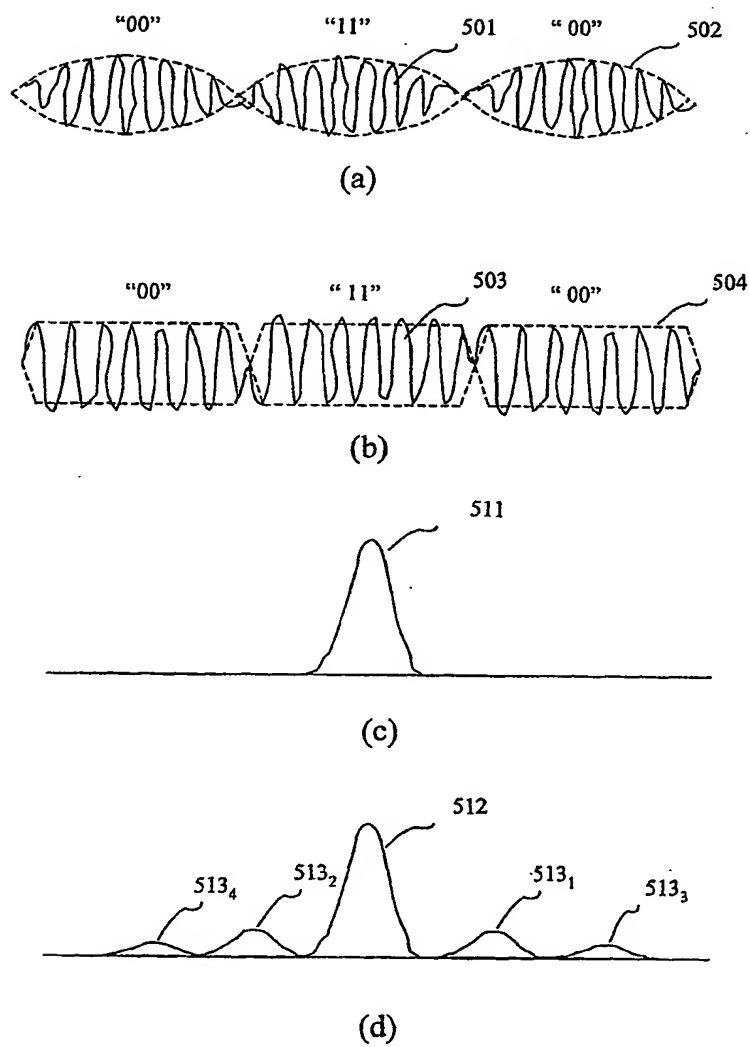


Fig. 5

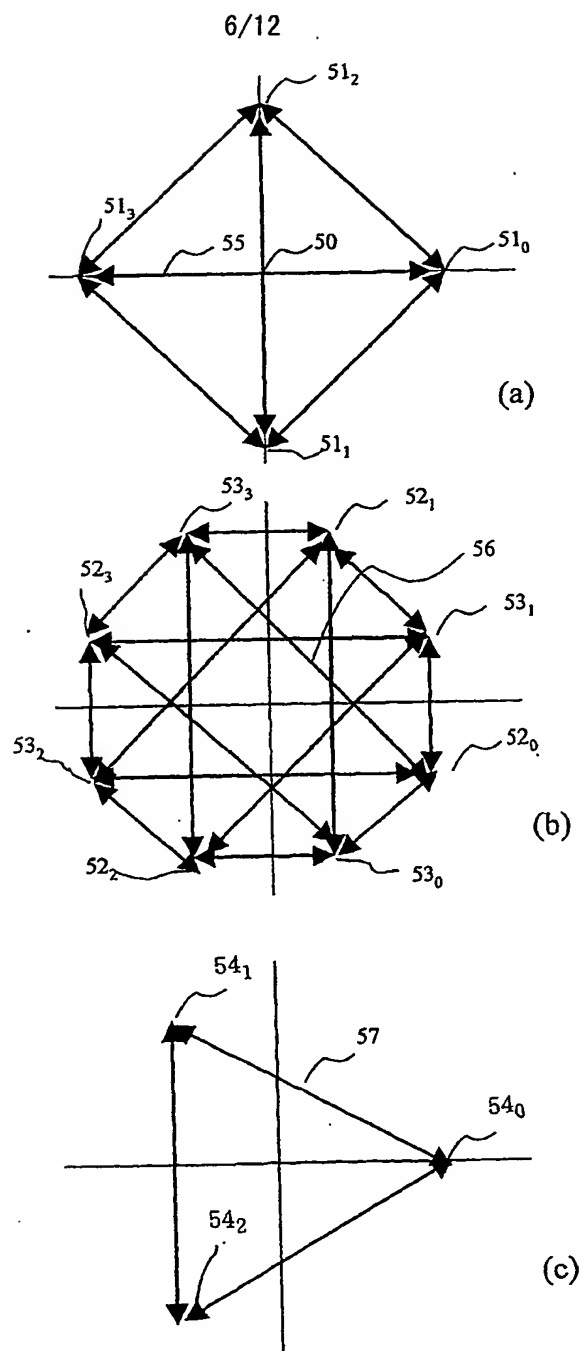


Fig. 6

7/12

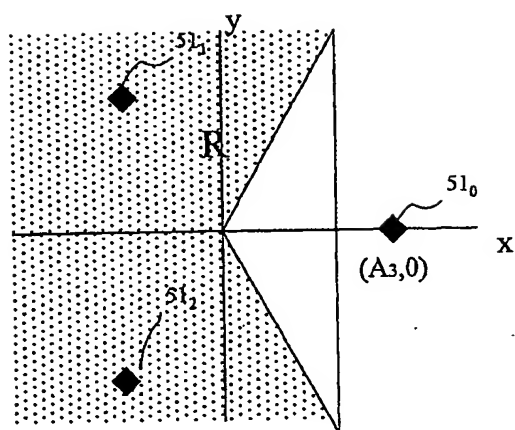


Fig. 7

8/12

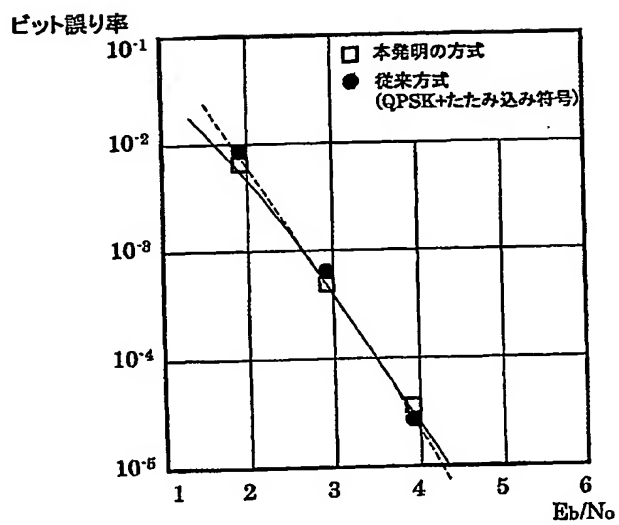


Fig. 8

9/12

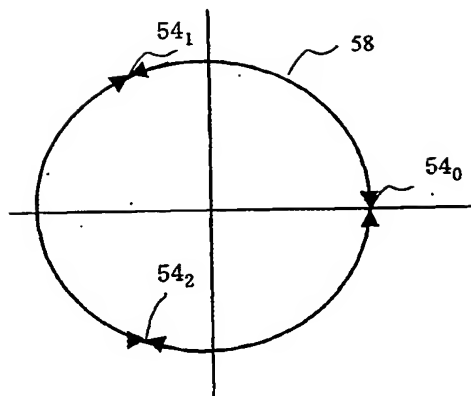


Fig. 9

10/12

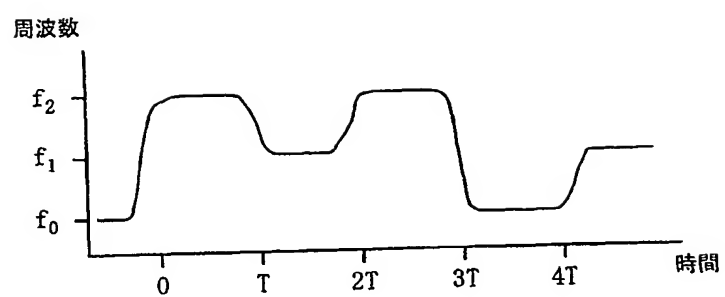


Fig. 10

11/12

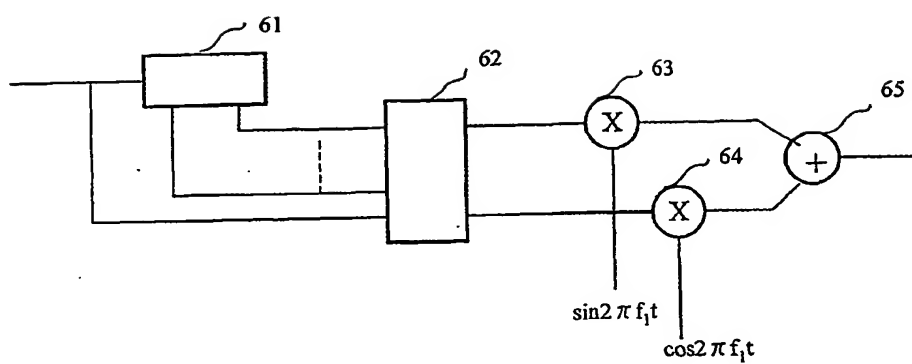


Fig. 11

12/12

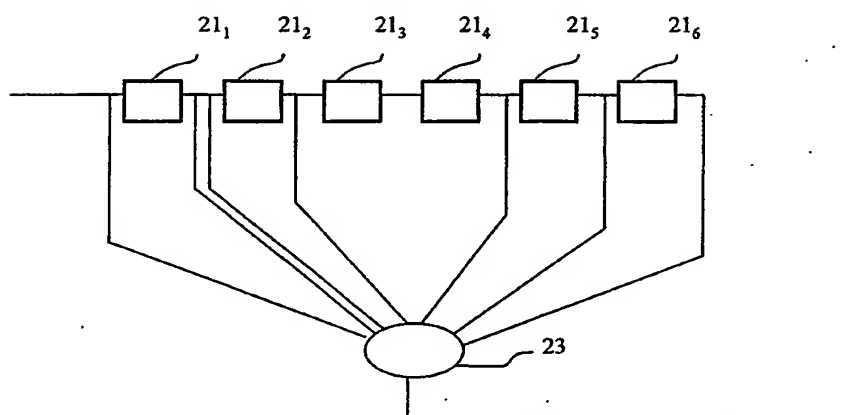


Fig. 12